

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: 03103768 A

(43) Date of publication of application: 30 . 04 . 91

(51) Int. Cl

G01P 9/04

(21) Application number: 01241243

(71) Applicant: MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD

(22) Date of filing: 18 . 09 . 89

(72) Inventor: ICHISE TOSHIHIKO

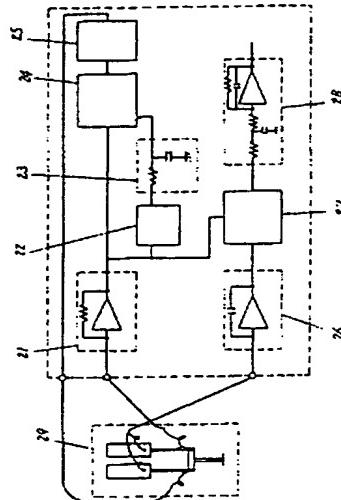
(54) ANGULAR SPEED SENSOR DRIVING CIRCUIT

(57) Abstract:

PURPOSE: To obtain a sufficient output voltage even when a source voltage is low by using a large-current, small-voltage amplitude and a small-current, large-voltage amplitude operational amplifier.

CONSTITUTION: Charges generated on the surface of a monitor element are converted by an amplifier (A)21 into a voltage, which is rectified 22 and made by a smoothing circuit 23 into a DC voltage proportional to the amplitude of tuning fork vibration. An amplifier A24 has its amplification factor depending upon the smoothing output voltage. When the amplitude of the tuning fork vibration becomes large, charges generated on the monitor element become large, the output voltage amplitude of the A21 increases, and the smoothing output voltage rises; and the amplification factor of the A24 becomes small and the output voltage of the A25 which is applied to a driving element decrease. Consequently, the amplitude of the tuning fork vibration is held constant.

COPYRIGHT: (C)1991,JPO&Japio



⑫ 公開特許公報 (A)

平3-103768

⑬ Int. Cl. *

G 01 P 9/04

識別記号

庁内整理番号

8304-2F

⑭ 公開 平成3年(1991)4月30日

審査請求 未請求 請求項の数 2 (全7頁)

⑮ 発明の名称 角速度センサ駆動回路

⑯ 特願 平1-241243

⑰ 出願 平1(1989)9月18日

⑱ 発明者 市瀬俊彦 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内

⑲ 出願人 松下電器産業株式会社 大阪府門真市大字門真1006番地

⑳ 代理人 弁理士 粟野重孝 外1名

明細書

1、発明の名称

角速度センサ駆動回路

2、特許請求の範囲

(1) 駆動用圧電バイモルフ素子と第1の検知用バイモルフ素子とを互に直交接合してなる第1の振動ユニット、及びモニター用圧電バイモルフ素子と第2の検知用バイモルフ素子とを互に直交接合してなる第2の振動ユニットからなり、かつ前記第1、第2の振動ユニットを検知軸に沿って互に平行になるように前記駆動用圧電バイモルフ素子と前記モニター用圧電バイモルフ素子の自由端どうしを連結板で連結して音叉構造とした角速度センサと、この角速度センサの前記駆動用圧電バイモルフ素子に音叉振動電圧を印加する回路とからなり、前記回路を、極性が異なりベースが接地された第1、第2のトランジスタと、この第1、第2のトランジスタのエミッタに一端が接続されもう一端が出力端子に接続された抵抗と、上記第1のトランジスタ

のコレクタ電流を正電源に対してミラーする第1のカレントミラーリング回路と、この第1のカレントミラーリング回路の出力電流を負電源に対してミラーし少なくとも1倍以上に電流増幅しつつこの出力端子が上記出力端子に接続された第2のカレントミラーリング回路と、上記第2のトランジスタのコレクタ電流を負電源に対してミラーナる第3のカレントミラーリング回路と、この第3のカレントミラーリング回路の出力電流を正電源に対しミラーし少なくとも1倍以上に増幅しつつこの出力端子が出力端子に接続された第4のカレントミラーリング回路とを備えた演算増幅器によって構成した角速度センサ駆動回路。

(2) 角速度に比例した電圧を出力する最終増幅段に請求項1記載の演算増幅器を備えた角速度センサ駆動回路。

3、発明の詳細を説明

産業上の利用分野

本発明は音叉構造振動型角速度センサの駆動回路に関するものであり、特に圧電バイモルフ素子

のインピーダンスが高くなってしまっても低電源電圧にて駆動することが可能な角速度センサ駆動回路に関する。

従来の技術

角速度センサの駆動回路のブロック図を第7図に示す。第7図において、21は第1の増幅器、22は整流器、23は平滑回路、24は第2の増幅器、25は第3の増幅器、26は第4の増幅器、27は同期検波器、28は第5の増幅器、29は音叉構造振動型角速度センサである。

従来の第3の増幅器26に使用される演算増幅器の回路の一例を第8図に示す。

第8図において $Q_1 \sim Q_{10}$ 、 $R_1 \sim R_{11}$ は演算増幅器を構成するトランジスタと抵抗であり、1は(+入力端子、2は(-入力端子、3は出力端子、4はプラス電源端子(以下“ V_{DD} ”と略す。)、5はマイナス電源端子(以下“ V_{SS} ”と略す。)、6は接地端子(以下GNDと略す)である。

発明が解決しようとする課題

音叉構造振動型の角速度センサでは、圧電バイ

電源電圧が低くても十分な出力電圧が得られるようになることを目的とする。

課題を解決するための手段

上記問題点を解決するための本発明の技術的手段は、恒性が異なりベースが接地された第1、第2のトランジスタと、この第1、第2のトランジスタのエミッタに一端が接続されもう一端が出力端子に接続される抵抗と、上記第1のトランジスタのコレクタ電圧を正電源に対してミラーする第1のカレントミラー回路と、この第1のカレントミラー回路の出力電流を負電源に対してミラーし、この出力端子が上記出力端子に接続される第2のカレントミラー回路と、上記第2のトランジスタのコレクタ電流を負電源に対してミラーする第3のカレントミラー回路と、この第3のカレントミラー回路の出力電流を正電源に対しミラーし、この出力端子が上記出力端子に接続される第4のカレントミラー回路とを備えた演算増幅器を用いたものである。

作用

モルフ素子のインピーダンスの温度変化が激しいため、その駆動回路はインピーダンス変化に合わせて印加電圧を可変し音叉振動が温度によらず一定になる様に制御される。従ってここに使用される演算増幅器には可能な限り大きな電圧出力が得られることが望まれる。

しかしながら、前記従来の演算増幅器では出力端子3のとることの可能な電圧範囲は、

$$V_3 = V_{DD} - (V_{DS\text{ sat}} Q_7 + V_{SS} Q_{15}) \text{ から}$$

$$V_3 = V_{SS} + V_{DS\text{ sat}} Q_{16} + V_{SS} Q_{17} \text{ までである。}$$

ただし、 $V_{DS\text{ sat}}$ とはトランジスタのコレクタ、エミッタ間の飽和電圧、 V_{DS} とはベース、エミッタ間の順方向電圧降下を意味する。

仮りに $V_{DS\text{ sat}}$ を0.2V、 V_{SS} を0.7Vとする。従来の演算増幅器の出力電圧は $V_{DD} - 0.9V$ から $V_{SS} + 0.9V$ までとなるため、特に V_{DD} 、 V_{SS} が低い電圧の場合、出力電圧が充分得られないことがあった。

本発明はこのような問題点を解決するもので、

この構成によって通常の演算増幅器では先の従来例で説明した通り出力電圧は $V_{DD} - 0.9V$ から $V_{SS} + 0.9V$ までしか出力できないが、この回路では第1、第2のトランジスタが演算増幅器の出力電圧が接地電圧より低い時

$$I_1 = (V_{DS2} + V_{SS}) / R_1 \quad \dots \dots \dots (1)$$

なる電流が第1のトランジスタのコレクタに流れれる。

ただし、 V_{out} ……演算増幅器の出力電圧

$$V_{out} < 0$$

$$V_{SS} \dots \dots \dots \text{第1のトランジスタのベースエミッタ電圧}$$

$$R_1 \dots \dots \dots \text{第1の抵抗}$$

第1のカレントミラーはこの電流 I_1 を正電源に対してミラーした電流 I_1' を出力し第2のカレントミラーはこの I_1' を負電源に対してミラーする。更に第2のカレントミラー回路は少なくとも1倍以上の増幅度をもつのでその出力電流は $\alpha I_1'$ となる。 $(\alpha \dots \dots \dots \text{第2のカレントミラーの増幅度})$
第2のカレントミラー回路の出力端子は演算増幅

器の出力端子に接続されるため、演算増幅器の出力電圧は第2のカレントミラー回路の動作限界まで引き上げられ、負電圧(以下 V_{ss} と称す。)付近まで出力することができる。同様に演算増幅器の出力電圧が接地電圧より高い時は、第2のトランジスタに電流が流れ、これを第3、第4のカレントミラー回路がミラーすることによって演算増幅器の出力端子電圧は V_{ss} 付近まで出力可能となる。これによって、角速度センサの圧電バイモルフ素子のインピーダンスが高くなってしまっても、従来の駆動回路を用いた場合と比べより大きな出力電圧が得られ、低電源電圧での動作が可能である。

実施例

以下本発明による角速度センサ駆動回路の一実施例を図面に基づいて説明する。

まず音叉構造振動型角速度センサについて第2図～第4図を用いて説明する。

角速度センサは第2図に示す様な構造であり、主に4つの圧電バイモルフからなる駆動素子、モニター素子、第1及び第2の検知素子で構成され、

る。

第3図は第4図に示した角速度センサを上からみたもので、速度 ω で振動している検知素子103に角速度 ω の回転が加わると、検知素子103には「コリオリの力」が生じる。この「コリオリの力」は速度 ω に垂直で大きさは $2\omega a$ である。検知素子103は音叉振動をしているので、ある時点で検知素子103が速度 ω で振動しているとすれば、検知素子104は速度 $-\omega$ で振動しており「コリオリの力」は $-2\omega a$ である。よって検知素子103、104は第4図の様に互いに「コリオリの力」が働く方向に変形し、素子表面には圧電効果によって電荷が生じる。ここで a は音叉振動によって生じる運動であり、音叉振動が

$$a = \omega \cdot \sin \omega t \quad \dots \dots \dots \quad (1)$$

a ：音叉振動の振幅

ω ：音叉振動の周期

であるとすれば「コリオリの力」は

$$F_c = a \cdot \omega \cdot \sin \omega t \quad \dots \dots \dots \quad (2)$$

となり角速度 ω 及び音叉振幅 a に比例しており、

駆動素子101と第1の検知素子103を接合部105で直交接合した第1の振動ユニット109と、モニター素子102と第2の検知素子104を接合部106で直交接合した第2の振動ユニット110とを連結板107で連結し、この連結板107を支持棒108で一点支持した音叉構造となっている。

駆動素子101に正弦波電圧信号を与えると、逆圧電効果により第1の振動ユニット109が振動を始め、音叉振動により第2の振動ユニット110も振動を開始する。従ってモニター素子102の圧電効果によって素子表面に発生する電荷は駆動素子101へ印加している正弦波電圧信号に比例する。このモニター素子102に発生する電荷を検出し、これが一定振幅になる様に駆動素子101へ印加する正弦波電圧信号をコントロールすることにより安定した音叉振動を得ることができる。

このセンサが角速度に比例した出力を発生させるメカニズムを第3図及び第4図を用いて説明す

検知素子103、104を面方向に変形させる力となる。従って検知素子103、104の表面電荷量 Q は

$$Q \propto a \cdot \omega \cdot \sin \omega t \quad \dots \dots \dots \quad (3)$$

となり音叉振幅 a が一定にコントロールされないとすれば、

$$Q \propto \omega \cdot \sin \omega t \quad \dots \dots \dots \quad (4)$$

となり、検知素子103、104に発生する表面電荷量 Q は角速度 ω に比例した出力として得られ、この信号を ωt で同期検波すれば角速度 ω に比例した直流信号が得られる。尚、このセンサに角速度以外の併進運動を与えても検知素子103と検知素子104の2つの素子表面には同極性の電荷が生ずるため、直流信号に変換時、互に打ち消しあって出力は出ない様になっている。

第7図はこの角速度センサを駆動し更に角速度に比例した直流電圧を得るために角速度センサ駆動回路のブロック図である。モニタ素子102の表面に発生した電荷は第1の増幅器21によって電圧に変換され、整流器22で整流され、平滑回

路3によって音叉振動の振幅に比例した直流電圧となる。第2の増幅器24は第1の増幅器の出力電圧を増幅するが増幅度は平滑回路23の出力電圧に依存し平滑回路23の出力電圧が高ければ増幅度は小さく、平滑回路23の出力電圧が低ければ増幅度は大きい。

音叉振動の振幅が大きくなるとモニタ素子102に発生する電荷が大きくなり、第1の増幅器21の出力電圧振幅が大きくなり平滑回路23から出力される直流電圧が大きくなり、第2の増幅器24の増幅度が小さくなり、駆動素子101へ印加される第3の増幅器25の出力電圧が小さくなる。以上の構成により音叉振動の振幅は一定に保たれる。

また、圧電バイモルフ素子のインピーダンスが周囲温度変化によって変化した場合は、インピーダンスが大きくなると印加する電圧振幅と同じでも音叉振動の振幅は小さくなり、モニタ素子102に発生する電荷が小さくなり平滑回路23から出力される直流電圧が低くなり、第2の増幅器の増

と記す。）、トランジスタQ17が遮断（以下OFFと記す。）し、出力端子3は V_{DD} 側にもち上がる。この時、第1のトランジスタAはOFFし第1のカレントミラー回路9、第2のカレントミラー回路12も電流が流れない。一方第2のトランジスタBのエミッタには、

$$I_{EQ19} = (V_{OUT} - V_{BEQ19}) / R_{13}$$

V_{OUT} ：出力端子3の電圧

V_{BEQ19} ：第2のトランジスタのベース・エミッタ間電圧

なる電流が流れる。コレクタ電流 I_C は $I_C = I_E - I_B \approx I_E$ と近似して第3のカレントミラー回路11には I_{EQ19} に比例等しい電流が流れる。この電流は V_{DD} に対してミラーされ、第4のカレントミラー回路10は入力電流を α 倍（ $\alpha > 1$ ）して出力するとすれば、 $I_{EQ28} \approx \alpha(V_{OUT} - V_{BEQ19}) / R_{13}$ となる。これによって出力端子3の電圧は $V_{OUT} = V_{DD} - V_{EQ28}$ となり、出力端子3の電圧は V_{DD} 付近までもち上がる。本発明は演算増幅

幅度が高くなり、第3の増幅器の出力電圧が大きくなり、音叉振動の振幅は一定に保たれる。

第1の検知端子103と第2の検知端子104には、振幅が印加された角速度に比例し周期が音叉振動周期に等しい交流電荷が生じ第4の増幅器26によって90度位相がシフトした交流電圧に変換される。更にこの電圧は同相検波器27によって第1の増幅器21の出力電圧の極性によって同相検波され第4の増幅器26によって平滑増幅されて角速度に比例した電圧が得られる。

第1図は第7図中の第3の増幅器26を構成する演算増幅器の回路図である。

第1図において、第2図と同一機能を有する素子には同一符号を付して説明を省略する。Aは第1のトランジスタ、Bは第2のトランジスタ、Dは第1のカレントミラー回路、Eは第4のカレントミラー回路、Fは第3のカレントミラー回路、Gは第2のカレントミラー回路である。

(+)入力端子1の電位が(-)入力端子2の電位より高い時にはトランジスタQ18が導通（以下ON

）器であるから、ON, OFF動作だけではなく直線増幅器となりうることが必要である。これは第1図の回路に不帰還をほどこした場合を考えると、上記の状態ではトランジスタQ28のコレクタ電流で出力端子3は V_{DD} 付近までもち上げられるとすると、不帰還作用によってトランジスタQ17がわずかにONし、トランジスタQ28のコレクタ電流を吸収するため、出力電圧はリニアに制御することができる。(+)入力端子1の電位が(-)入力端子2より低い場合は第2のトランジスタB、第3のカレントミラー回路F11、第4のカレントミラー回路E10は電流が流れず、第1のトランジスタAのエミッタ電流が α 倍されトランジスタQ23のコレクタより出力され、出力端子3を $V_{DD} + V_{EQ23}$ まで下げることができる。

この演算増幅器では従来の演算増幅器の出力電圧以上に大きな電圧を出力する場合には、第2のカレントミラー回路もしくは第4のカレントミラー回路の出力電流以上に大きな電圧を出力することはできない。従って、この演算増幅器は大電流

小電圧振幅か、小電流大電圧振幅の出力を得るものであり、これは前記した角速度センサを構成する压電バイモルフ素子のインピーダンスの温度変化を補正するための回路方式として最適となる。

また、第7図において、第8の増幅器28に上記構成の演算増幅器を使用することにより、角速度に比例した出力電圧が V_{dd} から V_{ss} までの範囲で得られる。例えば、電源電圧が土3Vであるとすると、従来の構成では出力電圧は土2.1Vしか得られないが、この構成によれば出力電圧は土2.9V程度得られる。

第6図に従来の演算増幅器の入出力特性と本発明の演算増幅器の入出力特性を比較して示している。また、第9図はこの第6図に示す入出力特性を調べるために行った測定時の演算増幅器の回路配線を示す図である。

発明の効果

以上のように本発明は、出力端子電圧が V_{dd} から V_{ss} までのいかなる電圧をも出力することが可能な演算増幅器とすることができる、この演算増幅

器を使用した角速度センサ駆動回路では従来の演算増幅器を使用した方式に比べ低い電源電圧でも音叉振動させることができとなり、压電バイモルフ素子のインピーダンスがさらに大きく変化しても安定して動作させることができる。

また、角速度に比例した電圧を出力する最終増幅段に用いれば、角速度に比例した出力電圧を従来の構成に比べ広い電圧範囲で得ることができる。

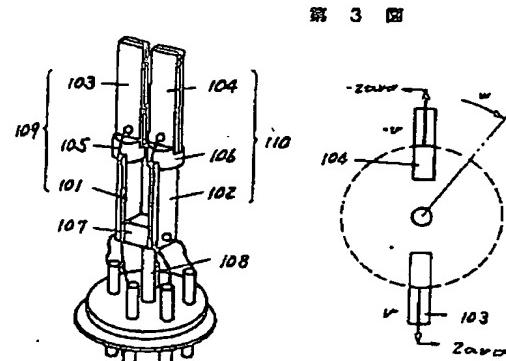
4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明の一実施例の角速度センサ駆動回路の演算増幅器部分の回路図、第2図は音叉振動型角速度センサの斜視図、第3図及び第4図はその動作説明図、第5図は従来の角速度センサ駆動回路に使用されている演算増幅器と本発明の角速度センサ駆動回路に使用する演算増幅器の入出力特性を比較して示す特性図、第6図は第3図に示す特性を測定するための回路図、第7図は角速度センサ駆動回路のブロック図、第8図は従来の角速度センサ駆動回路に使用される演算増幅器の回路図である。

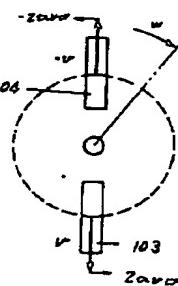
- 1 ……+入力端子、2 ……-入力端子、3 ……出力端子、4 ……プラス電源端子(V_{dd})、6 ……マイナス電源端子(V_{ss})、8 ……接地端子、
7 ……第1のトランジスタ、8 ……第2のトランジスタ、9 ……第1のカレントミラー回路、10 ……第4のカレントミラーリー回路、11 ……第3のカレントミラーリー回路、12 ……第2のカレントミラーリー回路、R13 ……抵抗、21 ……第1の増幅器、22 ……整流器、23 ……平滑回路、24 ……第2の増幅器、25 ……第3の増幅器、26 ……第4の増幅器、27 ……同期校波器、28 ……第5の増幅器、101 ……駆動端子、102 ……モニター端子、103 ……第1の検知端子、104 ……第2の検知端子、105、106 ……接合部、
107 ……連結板、109 ……第1の振動ユニット、110 ……第2の振動ユニット。

代理人の氏名 井理士 畠野直幸 ほか1名

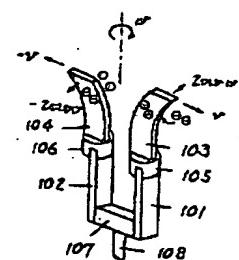
第2図



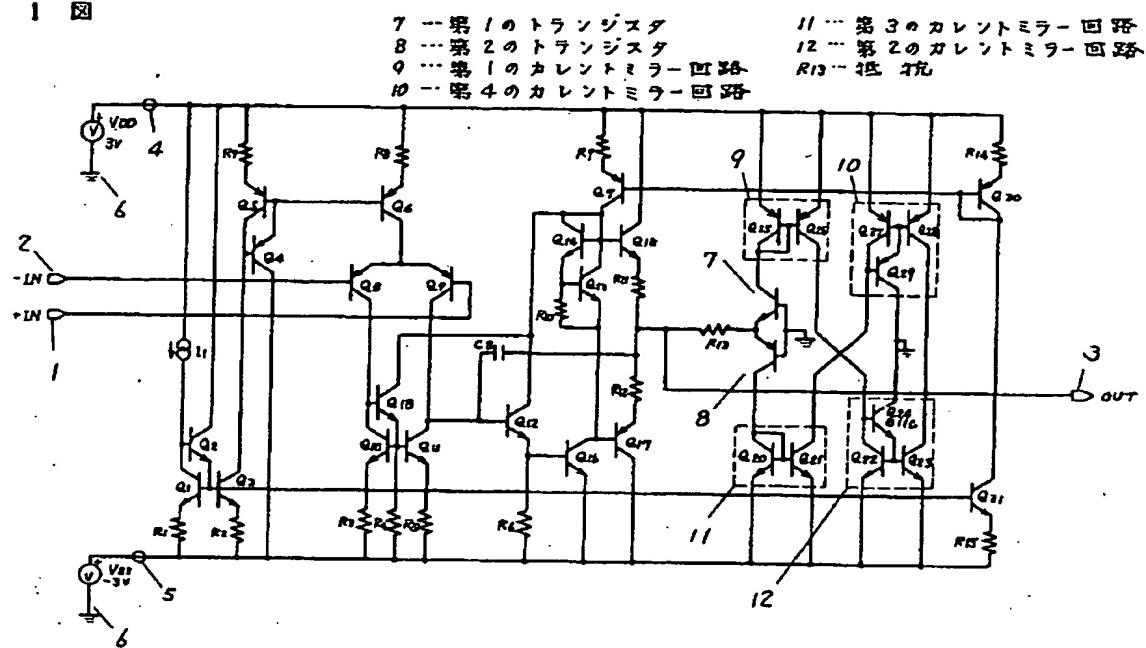
第3図



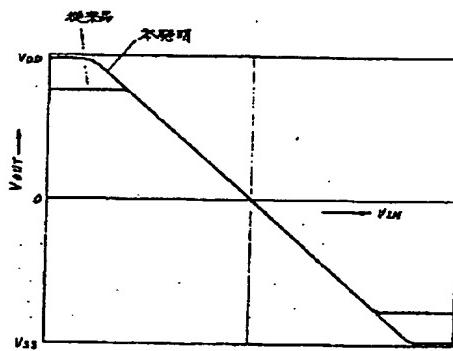
第4図



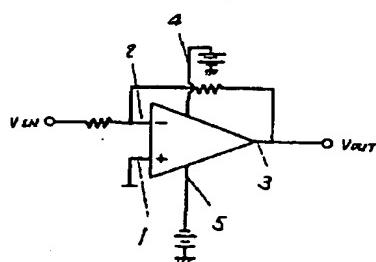
第1図



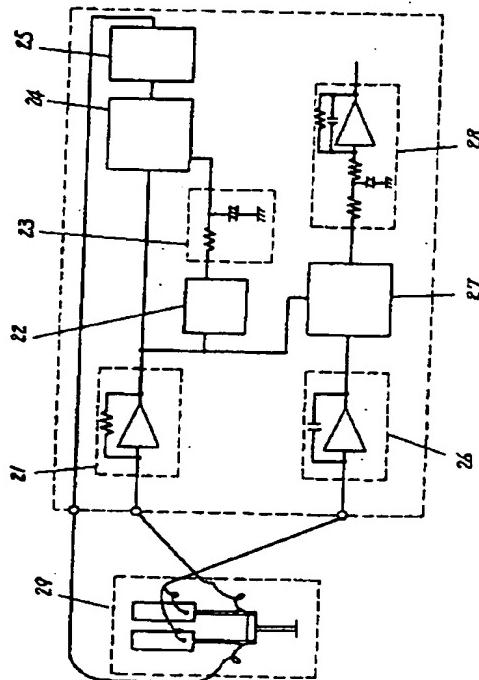
第5図



第6図



第7図



第 8 図

